

# Reducción de la Frecuencia de Muestreo en los Conversores ADC y DAC usados en Predistorsionadores Digitales

Gabriel Montoro<sup>(1)</sup>, Teng Wang<sup>(1)</sup>, David López<sup>(2)</sup>, M. Nieves Ruiz<sup>(3)</sup>, José A. García<sup>(3)</sup>, Pere L. Gilabert<sup>(1)</sup>

[gabriel.montoro@upc.edu](mailto:gabriel.montoro@upc.edu), [teng.wang@estudiant.upc.edu](mailto:teng.wang@estudiant.upc.edu), [david.lopez@cttc.es](mailto:david.lopez@cttc.es),  
[mariadelasnieves.ruiz@unican.es](mailto:mariadelasnieves.ruiz@unican.es), [joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es), [plgilabert@tsc.upc.edu](mailto:plgilabert@tsc.upc.edu)

- <sup>(1)</sup> Dpto. de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), Avda Canal Olímpic 15, 08860 Castelldefels.
- <sup>(2)</sup> Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC), Parc Mediterrani de la Tecnologia, Avda. Carl Friedrich Gauss 7, 08860 Castelldefels.
- <sup>(3)</sup> Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

**Abstract-** With the increasing demands for higher data rate, wider signal bandwidth is required, and this imposes high sampling rate converters in the communications equipment. This paper provides and analyzes experimental results obtained from testing some of the most promising techniques able to reduce the sampling rate speed of the Analog to Digital Converters and Digital to Analog Converters to be used in the implementation of Digital Predistorters. In a first section, an overview of several of the recently published sampling rate reduction techniques is done, and later it's included a section where the author's activities related to the digital predistortion of wideband signals are explained, and some of their last research activities and results in sampling rate and bandwidth reduction are provided.

## I. INTRODUCCIÓN

La implementación de los futuros sistemas 5G supondrá abordar numerosos retos científicos y tecnológicos, tanto a nivel de arquitectura en las capas superiores como a nivel físico.

Así pues, se cree que la infraestructura de *backhaul* para redes de telefonía móvil tendrá suma importancia en la adecuada prestación de los servicios solicitados por los usuarios finales, y es por ello que en un horizonte a medio plazo se espera que los operadores de redes inviertan una cantidad importante de su presupuesto destinado a mejoras de la red en la mejora del *backhaul*. En la actualidad el *backhaul* inalámbrico está emergiendo como una solución rentable cuando el despliegue de *backhaul* por cable se enfrenta a dificultades económicas y/o geográficas. Por ejemplo, desde un punto de vista tecnológico, para poder reducir el tamaño de las antenas manteniendo la calidad del enlace la potencia de salida del amplificador de potencia (PA) de radiofrecuencia debe ser maximizada, y esto significa tratar de reducir el conocido compromiso entre eficiencia energética y linealidad, por ejemplo usando predistorsión digital (DPD).

Por otro lado, las transmisiones dual-band concurrente, con agregación (contigua o no contigua) de portadora o de espectro ultra ancho requieren de técnicas avanzadas de procesamiento de señal para conseguir la reducción del orden del modelo de funcionamiento, reducción del ancho de banda

(BW) de observación, reducción de los factores de cresta, reducción del reloj de procesador, etc., para poder aplicar los requeridos avanzados algoritmos de predistorsión digital a señales de gran ancho de banda (centenares de MHz) y gran PAPR (>10dB), [1], [2].

Los dispositivos FPGA usados en los equipos de comunicaciones actuales no podrán cumplir los mayores requisitos de procesado y frecuencia de muestreo en algunos escenarios para sistemas 5G en bandas milimétricas y elevado ancho de banda, sin aplicar técnicas avanzadas de paralelización del procesado y de reducción de ancho de banda. Cabe recordar que la predistorsión de los amplificadores de potencia (PA) requeridos en tales equipos es aún más exigente, ya que habitualmente es necesario que el BW de predistorsión sea de 3 a 5 veces el de la señal a predistorsionar [3], [4]. Esto implica que los conversores ADC (Analog to Digital Converter) y DAC (Digital to Analog Converter) para tales aplicaciones requieran velocidades y anchos de banda al límite de lo tecnológicamente posible.

Por todo lo anterior, la investigación en técnicas de procesado digital de la señal que permitan trabajar a frecuencias de muestreo inferiores a las requeridas en base a los fundamentos del procesado digital de la señal es un área de investigación actualmente emergente. Respecto a la organización del contenido del presente artículo, en la sección II se detallarán algunas de las técnicas que se pueden hallar en la literatura, para posteriormente en la sección III describir las actividades realizadas por los grupos de investigación a los que pertenecen los autores del presente artículo.

## II. TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DEL ANCHO DE BANDA DE OBSERVACIÓN Y DE ACTUACIÓN

En la implementación de predistorsionadores digitales (DPD) adaptativos (ver Fig. 1) dos de los elementos constitutivos son el conversor ADC usado para observar la salida del amplificador de potencia, y el conversor DAC usado para actuar a la entrada de dicho amplificador y linealizar su funcionamiento. Además, generalmente también es necesaria la incorporación de los correspondientes mezcladores

demoduladores y moduladores, que trasladan la salida de RF del PA a banda base (BB) o a frecuencia intermedia (IF) y que trasladan la señal de actuación de BB a IF o RF. En la Fig. 1 se denomina  $y_{BB}$  y  $x_{BB}$  a las señales de observación y a la de actuación, respectivamente. No es el propósito de este artículo detallar los aspectos generales del diseño de predistorsionadores digitales (pueden encontrarse en [3], [4]), pero si decir que en esencia lo que debe hacer el DPD es una estimación del funcionamiento inverso del PA. Generalmente, la señal de salida del DPD,  $x_{BB}$ , se acaba creando como combinación lineal de una *waveform basis* que se obtiene mediante operaciones no lineales aplicadas a la señal ideal o deseada (la salida del modem). Los coeficientes de dicha combinación lineal se obtienen de la inversa del modelo del PA (método indirecto) o bien de la minimización de una señal de error (método directo) de modo similar al funcionamiento de un sistema en lazo cerrado. Si se trata de un DPD adaptativo entonces tales coeficientes se van recalculando y actualizando, y en este proceso de estimación de parámetros participa la señal de observación  $y_{BB}$ .

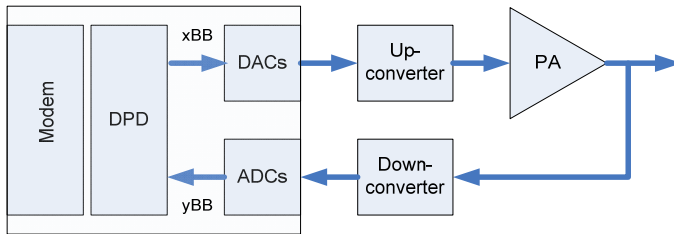


Fig. 1. Diagrama de bloques de un sistema de predistorsión digital.

Elevados anchos de banda de observación y/o de actuación requieren la necesidad de conversores ADC y DAC con muy alta velocidad de muestreo, además de alta resolución (número de bits), y por tanto caros y con gran consumo de potencia en tales circuitos integrados (generalmente a mayor frecuencia de reloj mayor consumo). Como regla de aproximación, lo común es que tanto el ancho de banda de observación como el de predistorsión sea de 3 a 5 veces el ancho de banda de la señal original. Esto es debido a que las no linealidades del PA provocan un ensanchamiento espectral que debe ser capturado por el ADC y posteriormente compensado por el DAC. Por ejemplo, una señal de comunicaciones LTE con un BW pasobanda de 10 MHz aplicado a la entrada del PA, a la salida del mismo puede haberse expandido en un factor 5 y por tanto llegar a ocupar hasta 50 MHz.

A continuación se destacarán los detalles más relevantes sobre algunas de las técnicas desarrolladas para reducir los BW de observación y de predistorsión requeridos para la linealización de amplificadores de RF, y de las que pueden encontrarse publicaciones recientes (ver algunas en el listado de las referencias).

#### A. Reducción del BW de observación en el modelado de sistemas de Volterra. Extensión del teorema de Zhu.

En [5] se hace una extensión del conocido teorema de Zhu [6] para demostrarse que en un sistema de Volterra sólo es necesario muestrear tanto la entrada como la salida a dos veces la máxima frecuencia de la señal de entrada. Es decir, basta con cumplir el criterio de Nyquist a la entrada del sistema no lineal y no a su salida. En [5] se demuestra que aunque no cumplir el criterio de Nyquist a la salida de un kernel de Volterra produzca *aliasing*, éste no impide que la relación entrada salida sea unívoca, lo cual hace que tales kernels del sistema submuestreado sean identificables y

coincidentes con los del sistema no submuestreado, siempre y cuando se haya cumplido el criterio de Nyquist para la señal de entrada.

La aplicación de esto está en una relajación de la frecuencia de muestreo que puede usarse para modelar el PA mediante series de Volterra en tiempo discreto, ya que el ancho de banda que va a condicionar la frecuencia de muestreo del ADC no va a ser el de la salida (señal con expansión frecuencial) sino el de la señal de entrada.

#### B. Análisis comparativo de la restricciones de BW en predistorsionadores del tipo directos

En [7] se comprueba que mediante filtrado de la base de señales usadas en un DPD del tipo directo es posible reducir parte de las no linealidades presentes en anchos de banda superiores al de observación.

#### C. Estudio del efecto de reducción del BW de observación y de actuación mediante filtrado

En [8] se filtra tanto la señal de observación como la base que usa para crear la señal de predistorsión. Se linealiza una señal de 100 MHz de BW mediante un predistorsionador con BW de 140 MHz, reduciéndose el ACPR (adjacent channel power ratio) medido en  $\pm 20$  MHz y la distorsión dentro de banda.

#### D. Conexión en serie de predistorsionadores y su efecto en el BW

En [9] se emplea una estructura constituida por la conexión en serie de dos predistorsionadores digitales, una idea ya considerada previamente en el trabajo [10]. A esta estructura se la denomina *two-boxes DPD*. Concretamente se propone la conexión en serie de un DPD adaptativo del tipo *memory polinomial* (capaz de cancelar no linealidades dinámicas) con otro DPD focalizado en las no linealidades estáticas. Este último no es adaptativo, y deberá ser identificado *offline*. Su propósito es el de la eliminar las no linealidades predominantes, mientras que el DPD adaptativo se encargará del ajuste fino de la linealidad. Se comprueba que con esta estructura *two-boxes* se reduce en un 30% el requerimiento de frecuencia de muestreo del ADC de observación.

### III. TÉCNICAS DE REDUCCIÓN DE ANCHO DE BANDA DESARROLLADAS Y/O TESTEADAS POR EL EN EL GRUPO INVESTIGADOR DE LA UPC

El banco de tests disponible por el grupo de investigación de la UPC se muestra de forma esquemática en la Fig. 2. La captura de señal se realiza mediante un osciloscopio digital con BW analógico de 4 GHz y frecuencia de muestreo de 20 GS/s. Esto permite demodular numéricamente, el procesamiento y control se hace con Matlab, señales con anchos de banda que podrían llegar hasta los GHz. Para la creación de señales se emplea como generador vectorial de señal el conjunto compuesto por una tarjeta tipo *pattern generator*, a la que desde el PC se le cargan los valores numéricos de la señal  $x_{BB}$  (Fig. 1), y luego dicho *pattern generator* transfiere cíclicamente las muestras a otra tarjeta que incorpora los dos conversores DAC (correspondientes a las señales banda base I-Q) y el modulador mezclador que trasladará  $x_{BB}$  a RF. De hecho el sistema es dual, lo cual permite crear simultáneamente dos señales I-Q y por tanto generar dos señales RF, útiles para experimentar con transmisores tipo

*outphasing*. Actualmente se está haciendo funcionar a frecuencias de muestreo máximas de hasta 614.4 MS/s. Como PA se han usado varios, utilizándose últimamente un amplificador basado en un transistor GaN de Cree Inc. y con topología clase-J, diseñado y montado por el grupo de investigación de la Universidad de Cantabria.

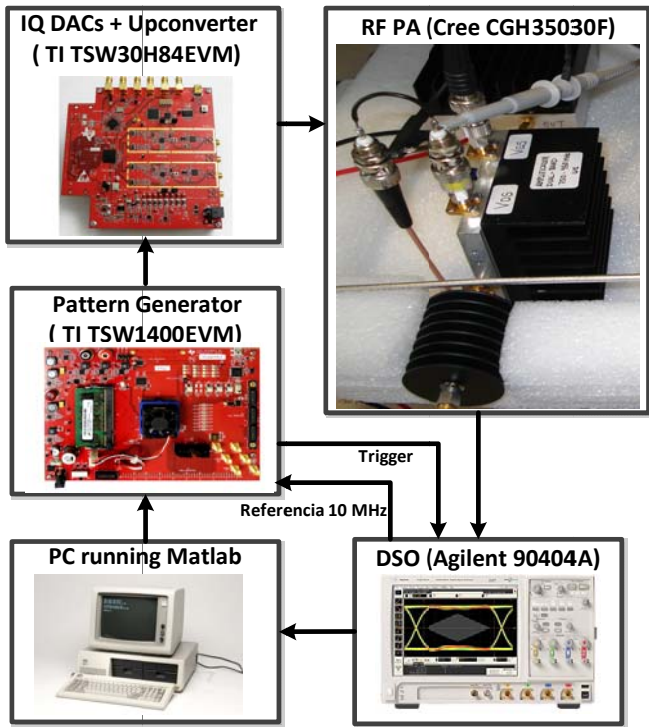


Fig. 2. Banco de testeo en el laboratorio de la UPC, para el testeo de algoritmos de predistorsión de señales de elevado ancho de banda.

#### A. Reducción del BW de observación en UPC

En primer lugar, se va a definir el *Under-Sampling Ratio* (USR) como la relación entre la frecuencia de Nyquist a la que trabajaría el ADC que deba muestrear la señal de espectro extendido a la salida del PA  $f_{s\_Extended\_BW}$ , y la frecuencia actual del ADC  $f_{s\_ADC}$  usada para capturar la referida salida del PA. De este modo:

$$USR = \frac{f_{s\_Extended\_BW}}{f_{s\_ADC}} \quad (1)$$

Si el propósito de la señal de salida de la PA es que sea utilizada para la extracción de parámetros (ya que no se está haciendo una reconstrucción de señales en el dominio analógico), entonces según se demuestra en [5] sólo es necesario cumplir Nyquist en relación al ancho de banda de la señal de excitación. Es decir, hasta un cierto nivel el *aliasing* en la señal de salida muestreada no va a ser un problema. La intención de las pruebas hechas por el grupo UPC ha estado en verificar experimentalmente hasta qué nivel de *aliasing* se van a empezar a detectar errores en la identificación, es decir, reducir en lo posible el límite USR pero siendo aún capaces de extraer los parámetros del modelo de comportamiento del PA. Una de las restricciones para una buena identificación proviene de la cantidad mínima de ecuaciones requerida para la extracción LS (*least squares*), y el número de ecuaciones lineales independientes se basa en la capacidad de capturar las estadísticas de la señal de salida (persistencia de la excitación). Por lo tanto, en parte la exactitud de la estimación LS dependerá del hecho de que las muestras capturadas sean

estadísticamente lo suficientemente ricas. Como consecuencia, si consideramos un elevado USR, el problema es que se necesitará más tiempo para reunir un conjunto representativo de ecuaciones para realizar la identificación LS correcta. Las Fig. 3 y Fig. 4 muestran los valores de NMSE (normalized mean square error) y de ACEPR (adjacent channel power ratio) para diferentes factores de USR, teniendo en cuenta diferentes números de ecuaciones. El modelo de comportamiento del PA después de aplicar reducción de orden mediante la técnica de PCA (principal component analysis) es de 48 coeficientes. Como se observa, al menos 1.000 ecuaciones (relación de matriz de alrededor de 20) se requieren con el fin de obtener unos buenos valores de NMSE y de ACEPR. La variabilidad que se muestra al considerar un número fijo de ecuaciones no es tanto por no cumplir la tasa de Nyquist, si no que esta variabilidad (más evidente para valores bajos USR) es por la capacidad del número de ecuaciones de representar adecuadamente la estadística de la señal de salida del PA, [11].

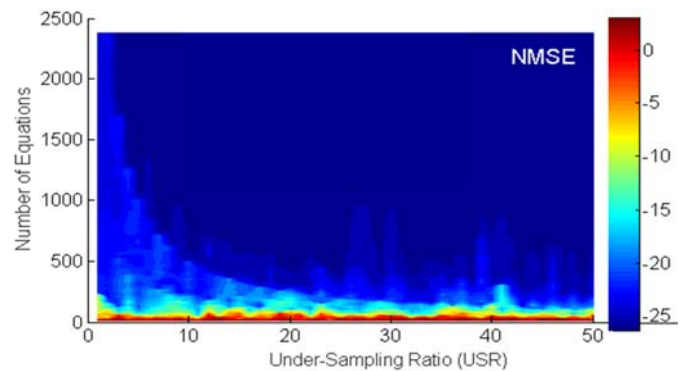


Fig. 3. NMSE para diferentes valores de USRs y cantidad de ecuaciones.

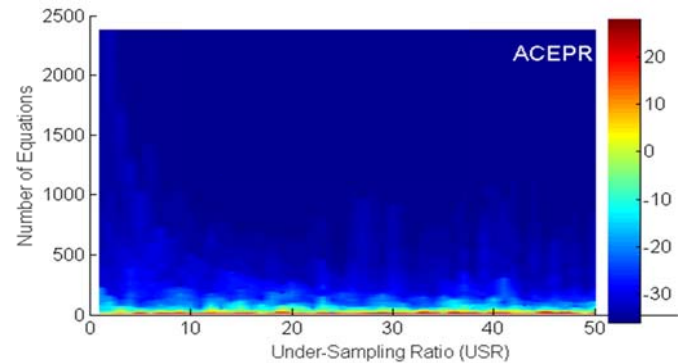


Fig. 4. ACEPR para diferentes valores de USRs y cantidad de ecuaciones.

#### B. Reducción del BW de observación mediante la conexión en serie de dos predistorsionadores (2DPD)

Frente al planteamiento más convencional de usar un bloque de predistorsión digital para la linealización del PA, existe la alternativa de usar 2 predistorsionadores conectados en serie, tal como se describe en [9] y [10] y ya ha sido comentado en la sección II. Esta solución (ver Fig. 5) actualmente está siendo testeada por el grupo investigador de la UPC. El bloque DPD<sub>AUX</sub> se trata de un predistorsionador digital auxiliar no adaptativo, y que por tanto no requiere de observación. Su propósito es el de linealizar el PA en los mayores efectos no lineales. Del ajuste fino se encargará el bloque DPD, siendo éste un predistorsionador digital adaptativo. Las ventajas, experimentadas, del uso de esta estructura son la reducción del BW de observación del DPD y la reducción de la complejidad computacional y de los problemas de mal condicionamiento al resolver LS (mínimos



cuadrados) para obtener la actualización de coeficientes del DPD adaptativo. En la tabla I se indican resultados de la aplicación de la solución *two-boxes*. En la Fig. 6 se comparan los espectros resultantes de predistorsionar con un DPD de orden 5 o bien con la solución 2DPD consistente en dos DPD (uno no adaptativo y el otro adaptativo) de orden 5 ambos y conectados en serie. Como señal de testeo se ha usado una LTE de 5 MHz, y el BW de observación del DPD adaptativo está restringido, mediante filtrado, a 5 MHz. En este caso el PA empleado ha sido un CGH40006P-TB de Cree Inc.

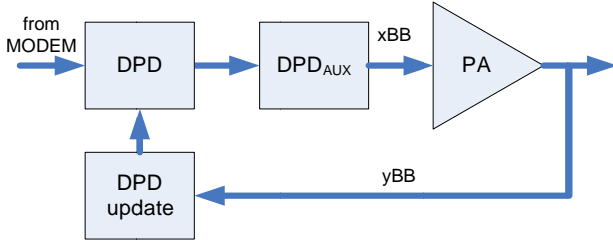


Fig. 5. Estructura de dos DPDs conectados en serie.

Tabla I. Resultados de los predistorsionadores 1DPD y 2DPD.

BWs=5 MHz	PA sin DPD	PA + 1 DPD (orden 5)	PA + 2DPD (orden 5 cada DPD)
Mean output power [W]	1.18	1.19	1.24
NMSE [dB]	-32.12	-35.52	-37.54
ACPR [dBc] (peor caso en $\pm$ BWs)	-37.85	-44.01	-46.00

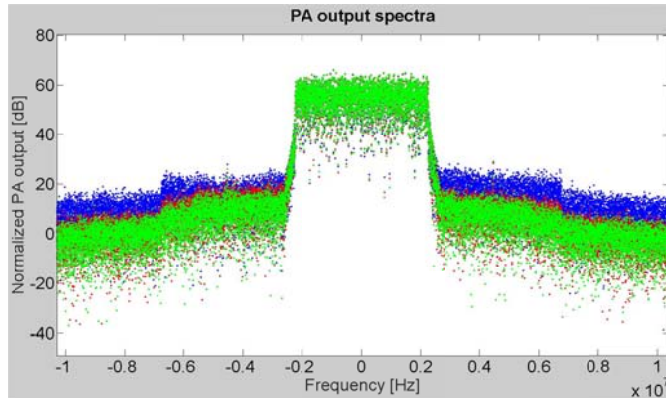


Fig. 6. Comparación de espectros correspondientes a los predistorsionadores cuyos resultados se han indicado en la Tabla I (azul: salida del PA sin DPD, rojo: salida del PA+ 1DPD, verde: salida de PA+2DPD).

### C. Reducción del BW de observación y de actuación mediante la conexión en serie de un predistorsionador digital y un predistorsionador analógico

En esta propuesta de solución el papel de predistorsionador auxiliar  $DPD_{AUX}$  lo hace un predistorsionador analógico (APD). De este modo, el DPD y el APD deberán trabajar de forma cooperativa. Lo más razonable es que el APD sólo sea capaz de eliminar los efectos no lineales estáticos, y esto a su vez producirá una reducción del ensanchamiento espectral a la salida del PA y así un reducido BW de observación. A su vez el DPD se encargará de compensar las no linealidades dinámicas, pero sólo dentro de la banda de señal, por tanto reduciéndose el BW de actuación. Actualmente el grupo de la UPC ha

montado en su laboratorio de investigación un banco de testeo para el desarrollo de algoritmos y metodologías cooperativas entre DPD y APD. El APD que se está empleando es el IC MAX2009 de *Maxim Integrated*, el cual permite un cierto ajuste en sus parámetros de funcionamiento: expansión de ganancia y expansión de fase.

## IV. CONCLUSIONES

Los requerimientos de calidad en los equipos transmisores 5G de elevado ancho de banda sólo van a ser alcanzables mediante el uso de predistorsionadores digitales que mejoren la linealidad de los amplificadores de potencia constitutivos de tales transmisores. Pero para ello va a ser necesario el soporte de técnicas de procesamiento, como las mostradas en este artículo, que relajen los requerimientos de frecuencia de muestreo en los conversores ADCs y DACs requeridos.

## AGRADECIMIENTOS

Agradecemos el soporte y financiación recibidos de: Gobierno de España (MINECO, proyectos: TEC2014-58341-C4-1-R -3-R y -4-R, TEC2011-29126-C03-01 y -02, con cofinanciación FEDER), Generalitat de Catalunya (Secretaria d'Universitats i Recerca del Departament d'Economia i Coneixement de la Generalitat de Catalunya, proyecto 2014-SGR-1103), y al Cluster for Application and Technology Research in Europe on Nanoelectronics (CATRENE) gracias al proyecto CORTIF CA116 (Coexistence of Radio Frequency Transmission in the Future).

## REFERENCIAS

- [1] NetWorld2020 ETP. European Technology Platform for Communications Networks and Services Expert Working Group on "5G: Challenges, Research Priorities, and Recommendations". Joint White Paper. August 2014
- [2] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, et al. "What Will 5G be?," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, June 2014.
- [3] G. Montoro, P. L. Gilabert, "Power Amplifier Nonlinear Modeling for Digital Predistortion", chapter 7 of *Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting*, Cambridge University Press, 2011.
- [4] P. L. Gilabert, G. Montoro, "Look-Up Table Behavioral Models for Digital Predistortion", chapter 8 of *Digital Front-End in Wireless Communications and Broadcasting*, Cambridge University Press, 2011.
- [5] W. Frank, "Sampling requirements for Volterra system identification," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 3, no. 9, pp. 266–268, Sept. 1996.
- [6] Y. M. Zhu, "Generalized sampling theorem," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 39, pp. 587–588, Aug. 1992.
- [7] R. Neil Braithwaite, "Closed-Loop Digital Predistortion (DPD) Using an Observation Path With Limited Bandwidth," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 2, Feb. 2015.
- [8] C. Yu, L. Guan, E. Zhu and A. Zhu, "Band-Limited Volterra Series-Based Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 12, Dec. 2012.
- [9] O. Hammi, A. Kwan, S. Bensmida, et al., "A Digital Predistortion System With Extended Correction Bandwidth With Application to LTE-A Nonlinear Power Amplifiers," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, vol. 61, no. 12, Dec. 2014.
- [10] R. Neil Braithwaite, "An Improved Doherty Amplifier Using Cascaded Digital Predistortion and Digital Gate Voltage Enhancement," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, Dec. 2009.
- [11] T. Wang, P. L. Gilabert, G. Montoro, "Under-Sampling Effects and Computational Cost Reduction in RF Power Amplifier Behavioral Modeling," (aceptado en EuMW2015, Sept. 2015, París).